

中華民國經濟部智慧財產局

INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE
MINISTRY OF ECONOMIC AFFAIRS
REPUBLIC OF CHINA

茲證明所附文件，係本局存檔中原申請案的副本，正確無訛，
其申請資料如下：

This is to certify that annexed is a true copy from the records of this
office of the application as originally filed which is identified hereunder :

申請 日：西元 2002 年 07 月 05 日
Application Date

申請 案 號：091115023
Application No.

申請 人：台達電子工業股份有限公司
Applicant(s)

局 長
Director General

蔡 練 生

發文日期：西元 2003 年 5 月 30 日
Issue Date

發文字號：09220534170
Serial No.

申請日期：	案號：
類別：	

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

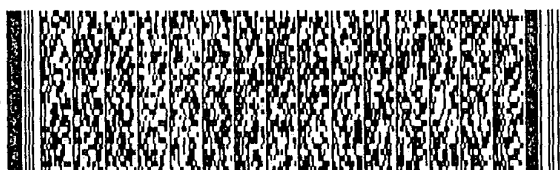
一、 發明名稱	中 文	高頻加熱裝置
	英 文	
二、 發明人	姓 名 (中文)	1. 應建平 2. 郭興寬 3. 曾劍鴻
	姓 名 (英文)	1. Ying. jianping 2. Guo. xingkuan 3. Zeng. jianhong
	國 籍	1. 中國 2. 中國 3. 中國
	住、居所	1. 台北市內湖區瑞光路186號 2. 台北市內湖區瑞光路186號 3. 台北市內湖區瑞光路186號
三、 申請人	姓 名 (名稱) (中文)	1. 台達電子工業股份有限公司
	姓 名 (名稱) (英文)	1. DELTA ELECTRONICS, INC.
	國 籍	1. 中華民國
	住、居所 (事務所)	1. 桃園縣龜山鄉山頂村興邦路31之1號
	代表人 姓 名 (中文)	1. 鄭崇華
	代表人 姓 名 (英文)	1.



四、中文發明摘要 (發明之名稱：高頻加熱裝置)

本發明係提供一種高頻加熱裝置，包含一濾波電感，係連接一直流電源之一正端；一中間抽頭變壓器，係包含一中間抽頭端、一第一端以及一第二端，該中間抽頭端連接該濾波電感之另一端；一濾波電容，其一端連接該中間抽頭變壓器之該第一端，另一端連接該直流電源之一負端；一第一開關，係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第二端，亦連接該直流電源之該負端；一串聯電路包含串接之一第二開關與一第二電容，係連接該中間抽頭變壓器；一第一電容，係連接該中間抽頭變壓器之一二次側線圈；以及一磁控管，係連接該整流裝置，其中該第一電容、該第二電容以及該中間抽頭變壓器形成一共振電路。

英文發明摘要 (發明之名稱：)



本案已向

國(地區)申請專利

申請日期

案號

主張優先權

無

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無

五、發明說明 (1)

發明領域

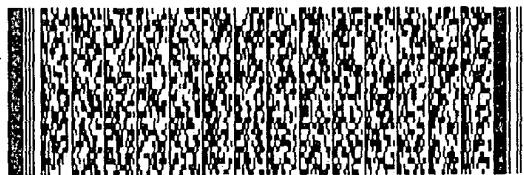
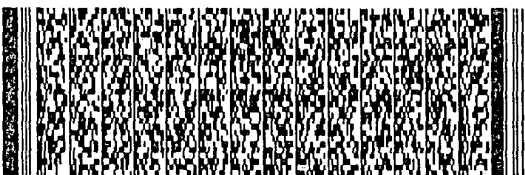
本發明係為一種應用於一磁控管 (magnetron) 之高頻加熱裝置，尤指驅動該磁控管之電路結構。

發明背景

第一圖係為習知之磁控管 (magnetron) 電路示意圖。如第一圖所示，一磁控管是用來產生微波的一真空管，其正常工作的條件是：當其陰極溫度超過2100K（絕對溫度）時，該陰極與該陽極之間加一負高電壓（數千伏特）。然而，不同的磁控管其工作電壓高低不同，但其電壓電流特性曲線基本上相類似，如第二圖所示。當該陰極與該陽極之間的電壓達到該工作電壓時，該磁控管產生一微波，該陰極與該陽極之間的電壓被箝制在該工作電壓附近，此時該磁控管之特性相當於一穩壓管。

第三圖係習知之箝位式順向 (forward) - 返馳 (flyback) 轉換器之電路示意圖。如第三圖所示，該箝位式順向 (forward) - 返馳 (flyback) 轉換器100之工作原理如下：一主開關101和一輔助開關102之驅動信號為一互補訊號，該電路轉換器利用一電容103對一變壓器104之一次側電壓進行箝位控制，亦為該變壓器104進行磁重定 (reset)。

請參閱第四圖，係習知箝位式順向 (forward) - 返馳



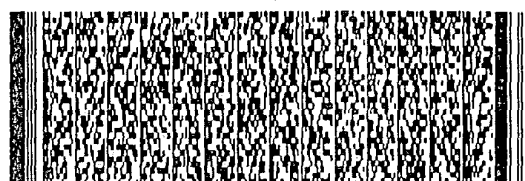
五、發明說明 (2)

(flyback) 轉換器之電路波形示意圖。其中， V_{GS1} 為該主開關 101 之驅動訊號， V_{GS2} 為該輔助開關 102 之驅動訊號， I_1 表示該主開關 101 之導通電流， I_2 表示該輔助開關 102 之導通電流。其優點為：該主開關 101 和該輔助開關 102 均為零電壓 (ZVS) 導通；二次側整流二極體為零電流 (ZCS) 截止，無反向恢復問題。而習知該箝位式順向 (forward) - 返馳 (flyback) 轉換器之缺點為：(1) 因為該濾波電容 105 的電容值較小，為減小一濾波電感 106 的電流漣波 (current ripple)，必需加大該濾波電感 106 的電感值。(2) 一高壓變壓器的磁通量中存有很大的直流偏值，為了防止該變壓器飽和，該變壓器磁芯之氣隙必需加大，因而使得該變壓器損耗增加。

為明瞭該變壓器之直流偏值問題，說明如下：第五圖係習知箝位式順向-返馳轉換器之變壓器等效電路圖。107 為對應該變壓器 104 一次側之激磁電感。因為該電容 108 和 109 不能有直流電流分量流過，所以該變壓器 104 二次側無直流分量流過，該激磁電感 106 中的方均根電流就等於 I_{in} ，其激磁電流峰值為 I_m 。假設該電源的功率因數為 1，則：

$$i_{in} = I_m \sin \omega t \quad (1)$$

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (2)$$



五、發明說明 (3)

$$I_m = \sqrt{2} I_{in} = \sqrt{2} P_{out} / V_{in} \eta \quad (3)$$

$$I_{m \max} = \sqrt{2} I_{in \max} = \sqrt{2} P_{out \max} / V_{in \min} \eta \quad (4)$$

其中， i_{in} 表示輸入電流， P_{in} 表示平均輸入功率， V_{in} 表示輸入電壓之方均根值， I_{in} 表示輸入電流之方均根值， P_{out} 表示平均輸出功率， η 表示變壓器之效率。

又，該變壓器磁芯中磁動勢之直流偏值峰值為：

$$U_{dc \max} = N I_{m \max} \quad (5)$$

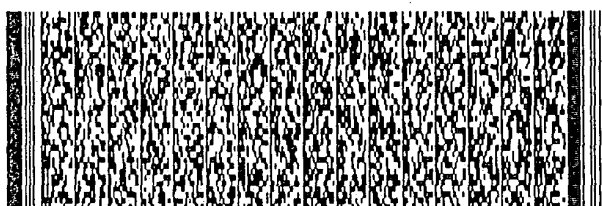
其中， N 表示一次側繞組之匝數。

然而，該磁動勢的直流偏值峰值在滿載、低輸入電壓時將會非常大，造成該變壓器的磁芯利用率低，所以該變壓器磁芯必須有很大的氣隙，因而加大了該變壓器的損耗。

職是之故，本發明鑒於習知技術之缺失，乃思及改良發明之意念，發明出本案之『高頻加熱裝置』。

發明概述

本發明之主要目的在於提供一種磁控管 (magnetron) 高頻加熱裝置，降低高壓變壓器磁通量中之直流偏值，防止該變壓器飽和。



五、發明說明 (4)

本發明之另一目的在於提供一種磁控管高頻加熱裝置，解決了電路中輸入電流連波與變壓器的偏位提高功率因數 (Power Factor) 以及效率。

本發明之又一目的在於提供一種磁控管高頻加熱裝置，提高了高頻加熱裝置中高壓變壓器磁芯的利用率。本發明之再一目的在於提供一種磁控管高頻加熱裝置，高頻加熱裝置之輸出整流二極體能夠實現零電流切換 (ZCS)，消除了該二極體的反向恢復問題，使裝置獲得較高之效率以及功率密度。

根據上述之構想，該高頻加熱裝置，包含：一濾波電感，係連接一直流電源之一正端；一中間抽頭變壓器，係包含一中間抽頭端、一第一端以及一第二端，該中間抽頭端連接該濾波電感之另一端；一濾波電容，其一端連接該中間抽頭變壓器之該第一端，另一端連接該直流電源之該負端；一第一開關，係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第一端，亦連接該直流電源之該負端；一串聯電路包含串接之一第二開關與一第二電容，係連接該中間抽頭變壓器；一第一電容，係連接該中間抽頭變壓器；一整流裝置，係連接該中間抽頭變壓器之二次側線圈；以及一磁控管，係連接該整流裝置，其中該第一電容、該第二電容以及該中間抽頭變壓器形成一共振電路。

根據上述之構想，其中該第一電容係並聯連接該中間抽頭變壓器。

根據上述之構想，其中該第一電容係並聯連接該中間

五、發明說明 (5)

抽頭變壓器之該第一端以及該第二端。

根據上述之構想，其中該第一電容係串聯連接該中間抽頭變壓器，同時並聯連接該第一開關。

根據上述之構想，其中該第一電容係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第二端。

根據上述之構想，其中該串聯電路係並聯連接該中間抽頭變壓器。

根據上述之構想，其中該串聯電路係並聯連接該中間抽頭變壓器之該第一端以及該第二端。

根據上述之構想，其中該串聯電路係串聯連接該中間抽頭變壓器。

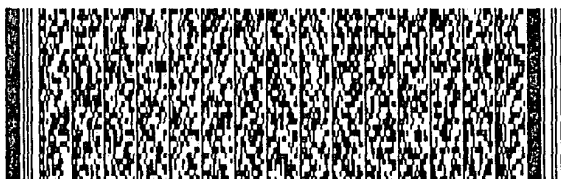
根據上述之構想，其中該串聯電路係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第二端。

根據上述之構想，其中該整流裝置係為下述裝置之一：全波倍壓整流裝置 (full wave voltage doubler rectification)；半波倍壓整流裝置 (half wave voltage doubler rectification)；全波整流裝置 (full wave rectification)；全橋整流裝置 (full bridge rectification)。

根據上述之構想，其中該變壓器係為一具有漏感之變壓器。

根據上述之構想，其中該第一電容係為該第一開關之體電容。

本案得藉由以下列圖示與詳細說明，俾得一更深入之



五、發明說明 (6)

了解。

圖示符號說明

101 : 主開關	102 : 輔助開關
103 : 電容	104 : 變壓器
105 : 濾波電容	106 : 濾波電感
107 : 激磁電感	108 : 電容
109 : 電容	200 : 高頻加熱裝置
201 : 濾波電感	202 : 中間抽頭變壓器
203 : 濾波電容	204 : 第一開關
205 : 第二開關	206 : 第二電容
207 : 第一電容	208 : 整流裝置
209 : 磁控管	210 : 二極體
211 : 二極體	212 : 電容
213 : 電容	214 : 電流源

i_{DS1} : 主開關 101 之電流

i_{DS2} : 輔助開關 102 之電流

i_{LM1} : 一次側繞組 n1 之激磁電流

i_{LM2} : 一次側繞組 n2 之激磁電流

i_{in} : 輸入電流

i_s : 二次側繞組之電流

I_1 : 主開關 101 之導通電流

I_2 : 輔助開關 102 之導通電流



五、發明說明 (7)

I_{in} : 輸入電流之方均根值

I_m : 激磁電流峰值

L_{m1} : 繞組n1之激磁電感

L_{m2} : 繞組n2之激磁電感

L_{S1} : 繞組n1之漏感

L_{S2} : 繞組n2之漏感

n1 : 變壓器之一次側繞組

n2 : 變壓器之一次側繞組

n3 : 變壓器之二次側繞組

n4 : 變壓器之二次側繞組

P_{in} : 平均輸入功率

P_{out} : 平均輸出功率

V_{dc} : 直流電源

V_{DS1} : 主開關101之跨壓

V_{DS2} : 輔助開關102之跨壓

V_{GS1} : 主開關101之驅動訊號

V_{GS2} : 輔助開關102之驅動訊號

V_{in} : 輸入電壓之均方根值

V_{p1} : 一次側繞組n1之端電壓

V_{p2} : 一次側繞組n2之端電壓

V_S : 二次側繞組之端電壓

η : 變壓器之效率

較佳實施例說明



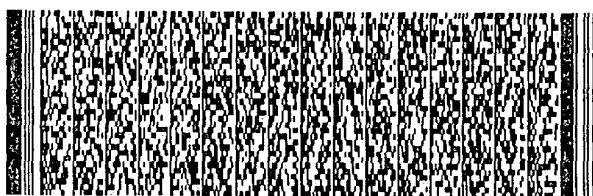
五、發明說明 (8)

請參閱第六圖，係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之電路示意圖，即CTT (Current Tapping Transformer) DC/DC轉換器。如第六圖所示，一種高頻加熱裝置200，包含：一濾波電感201、一中間抽頭變壓器202、一濾波電容203、一第一開關204、一串聯電路包含串接之一第二開關205與一第二電容206、一第一電容207、一整流裝置208以及一磁控管209。該濾波電感201，係連接一直流電源 V_{dc} 之一正端 (+)。該中間抽頭變壓器202，係包含一中間抽頭端、一第一端以及一第二端，該中間抽頭端連接該濾波電感201之另一端。該濾波電容203，其一端連接該中間抽頭變壓器202之該第一端，另一端連接該直流電源 V_{dc} 之一負端 (-)。該第一開關204，係串聯連接該中間抽頭變壓器202之該第二端，亦連接該直流電源 V_{dc} 之該負端 (-)。該串聯電路係並聯連接該中間抽頭變壓器202。該第一電容203係並聯連接該中間抽頭變壓器202。整流裝置，係連接該中間抽頭變壓器之一二次側線圈。以及，該磁控管209係連接該整流裝置208，其中該第一電容207、該第二電容206以及該中間抽頭變壓器202形成一共振電路。在該整流裝置208可為一全波倍壓整流裝置 (full wave voltage doubler rectification)。該全波倍壓整流裝置係由兩個二極體210, 211以及兩個電容212, 213所組成。對於微波爐電源來說，電流型輸出之直流-直流轉換器，

五、發明說明 (9)

其整流二極體沒有反向恢復問題，適用於高電壓輸出。本發明就是將這一電路結構應用到電流型輸出之直流-直流轉換器中。該直流-直流轉換器具有第三圖電路所擁有的所有優點，同時也解決了第三圖電路中輸入電流漣波與變壓器的偏值問題。可證明其功率因數 (Power Factor) 和效率均高於前者。

請參閱第七圖，係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 等效電路示意圖。如第七圖所示，為便於分析該電路之工作原理，對該電路進行簡化處理。在一個開關周期中，可以作如下假設：(1) 因為該濾波電感 201 較大，可以等效為一電流源 214；(2) 因為該箝位電容 206 較大，可以等效為一電壓源 V_{C2} ；(3) 當該磁控管於操作時，其特性等效為一電壓源 V_m ；(4) 變壓器 202 中因為繞組 n1 中不能流過直流分量，二次側繞組也沒有直流分量，所以輸入的直流全部流經繞組 n2，該直流分量可以等效為一電流源 I_{m2} 其大小為 I_{in} ；(5) 對該磁控管的陰極加熱部分的功率與磁控管的工作功率相比很小，在分析中對其忽略不計，只分析二次側繞組 n3。其中 L_{S1} 與 L_{S2} 分別為該變壓器繞組 n1 與繞組 n2 的漏感， L_{m1} 與 L_{m2} 分別為該變壓器繞組 n1 與繞組 n2 的激磁電感；該第一電容 207 可等效為並聯在該主開關 204 的兩端；該主開關 204 與該輔助開關 205 體內分別寄生了二極體 D1, D2。該變壓器 202 為高壓變壓器，為了做好絕緣，繞組繞法一般為一次側與二次側分開，從而產生較大的漏感，但是一次



五、發明說明 (10)

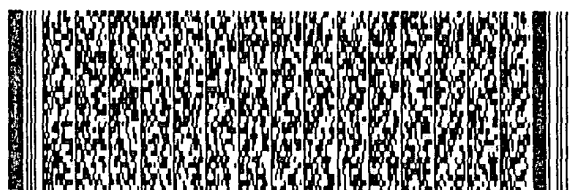
側與二次側兩個繞組間可以耦合的較好，漏感忽略。

對第七圖所示之等效電路作進一步簡化處理，對該變壓器202之二次側整流電路的簡化如第八圖所示。第八圖A中分別為繞組n3中電流不同方向時的工作過程，其結果等效於第八圖B中之電路。

綜合第八圖所示之等效電路示意圖，進行簡化處理後可得到第九圖所示之等效電路示意圖。

請參閱第十圖，係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器(DC/DC Converter)之電路波形示意圖，其中 V_{p1} 為一次側繞組n1之端電壓， V_{p2} 為一次側繞組n2之端電壓， i_{LM1} 為一次側繞組n1之激磁電流， i_{LM2} 為一次側繞組n2之激磁電流， V_{DS1} 為該主開關101之跨壓， V_{DS2} 為該輔助開關102之跨壓， i_{DS1} 為該主開關101之電流， i_{DS2} 為該輔助開關102之電流， i_s 為該二次側繞組之電流， V_s 為該二次側繞組之端電壓。如第十圖所示，該主開關204與該輔助開關205交叉互補導通，該直流-直流轉換器在一個工作周期可以分為7個操作模式。

首先，對該電路進行穩態分析。對於回路：直流電源 V_{dc} (+) - 濾波電感105 - 一次側繞組n1 - 濾波電容203 - 直流電源 V_{dc} (-)，由於該濾波電感105和該一次側繞組n1上不能有直流電壓分量，所以該濾波電容203上的直流電壓 V_{C1} 就等於輸入電壓 V_{dc} （整流後的電壓，為120Hz的半正弦波）。該濾波電容203的電容值較小，所以 V_{C1} 其實為頻率為120Hz的半正弦波，由於後接一高頻逆變部分，所以



五、發明說明 (11)

具有較大的電壓漣波。

對於回路：直流電源 $V_{dc}(+)$ - 濾波電感 105 - 二次側繞組 n2 - 主開關 204 - 直流電源 $V_{dc}(-)$ ，假設該主開關 204 之工作週期比 (duty ratio) 為 D_{Q1} ，由於磁性元件濾波電感 105 - 二次側繞組 n2 上伏特-秒 (Volt-Sec) 要平衡，所以該主開關 204 在截止期間的電壓即該第二電容 206 上電壓 V_{C2} 與輸入電壓的關係就是一升壓電路 (boost) 中輸出電壓與輸入電壓的關係，即：

$$V_{C2} = \frac{V_{dc}}{1 - D_{Q1}} \quad (6)$$

對節點 N1 進行分析，可以得出變壓器的直流分量 I_{m2} 等於 I_{in} 。因為 n1 與 n2 兩個繞組繞在同一個磁路中，而且兩個繞組的電壓同相位。所以：

$$I_{Lm1} = I_{Lm2} - I_{m2} \quad (7)$$

$$I_{n1} = I_{n2} \quad (8)$$

請參閱第十一圖 (a) ~ (g) 係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器電路動作示意圖。其主要工作原理敘述如下：

模式一 ($t_0 - t_1$)：如第十一圖 (a) A 所示，該主開關 204 導通，該輔助開關 205 截止，該濾波電容 203 中的能量



五、發明說明 (12)

開始向二次側傳遞(即 $i_{Ls} > I_{in}$)。輸入的電流 I_{in} 以磁能儲存在變壓器中(為該主開關204截止後繼續向二次側傳遞能量打下了基礎)。此時的等效電路見第十一圖(a)B, 經分析可得下列等式:

$$i_{Ls} \geq I_{m2} = I_{in} \quad (9)$$

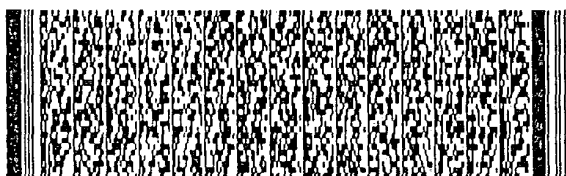
$$i_{Lm1} = i_{Lm1t0} + \frac{\int_{t0}^{t1} u_{c1} dt}{L_{m1} + L_{m2} + L_s} \quad (10)$$

$$u_{c1} = u_{c1t0} - \frac{\int_{t0}^{t1} (i_s' + i_{Lm1}) dt}{C_1} \quad (11)$$

$$i_s' = i_{sr0} + \frac{(u_{c1t0} - u_{(c5+c6)t0})}{\sqrt{\frac{L_s}{C1/(C5+C6)}}} \sin \omega_0 t \quad (12)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s (C1/(C5+C6))}} \quad (13)$$

其中, C_1 為濾波電容203之電容值, C_5 為電容212之電容值, C_6 為電容213之電容值, u_{c1} 為濾波電容203之端電壓, 為二次側換算至一次側之電流(即: 流經繞組n1的電流與電流 i_{Lm1} 的差), $(C_5+C_6)'$ 為二次側電容212與213



五、發明說明 (13)

換算至變壓器一次側的電容值， $C_1 // (C_5 + C_6)'$ 為濾波電容以及電容212與213並聯之電容值， $?$ 變壓器二次側電壓換算至一次側的電壓值， L_s 為漏感 L_{s1} 和 L_{s2} 的和。

模式二 ($t_1 - t_2$)：如第十一圖 (b) A 所示，該主開關204截止，該輔助開關205也截止，由於該電感 L_s 中之電流不能突變，繼續向該第一電容207充電，直到該第一電容207上的電壓值達到箝位電壓 V_{c2} 值。在此操作模式中，一次側繼續向二次側傳遞能量。變壓器中存儲的磁能達到最大。在此操作模式中，時間很短因此可以假設：激磁電流 i_{Lm}

($=i_{Lm1} + i_{Lm2}$) 不變，濾波電容203，二次側電容212與213之 $(C_5 + C_6)'$ 的電壓不變（因為兩個電容的值與該第一電容207值相比較大，所以此假設合理），該第一電容207上的電壓由零變為正的 $V_{c2} + u_{clt1}$ ，可以假設其對電流 i_s 的作用相當於 $(V_{c2} + u_{clt1})/2$ 此時的等效電路見第十一圖 (b) B，可得下列等式。即：

$$i_{Lm1t1} = i_{Lm1t2} \quad (14)$$

$$u_{c1} = u_{clt1} \quad (15)$$

$$i_s' = i_{st1}' - \frac{(u_{(C5+C6)t1} + \frac{1}{2}V_{c2} - \frac{1}{2}u_{clt1})t}{L_s} \quad (16)$$

$$T_{12} \approx \frac{(V_{c2} + u_{clt1})C_3}{I_{m2} + \frac{i_{st1}' + i_{st2}'}{2}} \quad (17)$$

五、發明說明 (14)

模式三 (t_2-t_3) : 如第十一圖 (c) A 所示, 當該第一電容 207 被充電到一定值時, 該主開關 204 之寄生二極體導通, 為該輔助開關 205 的 ZVS 導通創造了條件。由於漏感中的能量較大 (此時電感 L_s 中的電流仍大於激磁電流), 能量仍向二次側傳遞。由於此時間段較短, 可以假設電容 (212+213)' 的電壓不變。這時其等效電路如第十一圖 (c) B 所示。可以得到以下等式:

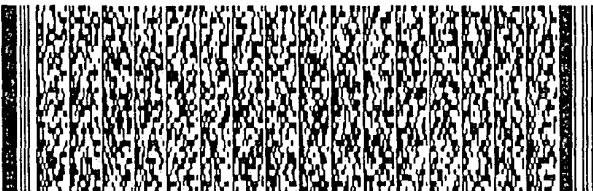
$$i_{Lm1} = i_{Lm1t2} - \frac{V_{C2}t}{L_{m1} + L_{m2} + L_s} \quad (18)$$

$$u_{c1} = u_{c1t2} - \frac{I_{m2}t}{C_1} \quad (19)$$

$$i_s' \approx i_{s12} \cos \omega_1 t + \frac{V_{C2} - u_{(c5+c6)'}}{\sqrt{\frac{L_s}{C5+C6}}} \sin \omega_1 t \quad (20)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C5+C6)}} \quad (21)$$

模式四 (t_3-t_4) : 如第十一圖 (d) 所示, 在 t_3 時刻電感 L_s 中的電流小於激磁電流, 二次側電流減小為零, 所以二次側二極體的截止為 ZCS 截止。換向完畢, 儲存在電感



五、發明說明 (15)

L_s 中的能量繼續向該第二電容206提供能量。在此操作模式的等效電路如第十一圖 (d) B 所示。可以得到下列等式：

$$i_{Lm1} = i_{Lm1t3} - \frac{V_{C2}t}{L_{m1} + L_{m2} + L_s} \quad (22)$$

$$u_{c1} = u_{c1t3} + \frac{I_m t}{C_1} \quad (23)$$

$$i_s = \frac{(C5 + C6)}{L_s} V_{c2}^2 \sin \omega_1 t \quad (24)$$

模式五 ($t_4 - t_5$)：如第十一圖 (e) A 所示，該輔助開關斷開205，電感 L_s 中電流不能突變，與該第一電容207諧振，開始給該濾波電容203放電，其等效電路如第十一圖 (e) B 所示。因此該模式之操作時間較短，與模式二相似，可做以下假設：電流 i_{Lm} 不變；電容該濾波電容203，電容 (212+213) 的電壓不變（因為兩個電容的值與該第一電容207相比較大，所以此假設比較合理），該第一電容207上的電壓由正的 $V_{c2} + u_{c1t1}$ 變為零。可以假設其對電流 i_s 的作用相當於 $-(V_{c2} + u_{c1t1})/2$ 。可得到下列等式：

$$i_{Lm1t4} = i_{Lm1t5} \quad (25)$$



$$u_{c1} = u_{c1t4} \quad (26)$$

$$i_s' = i_{st4}' - \frac{(u_{(C5+C6)}' - \frac{1}{2}V_{c2} + \frac{1}{2}u_{c1t4}')t}{L_s} \quad (27)$$

$$T_{45} \approx \frac{(V_{c2} + u_{c1t4})C_3}{I_{m2} + \frac{i_{st4}' + i_{st5}'}{2}} \quad (28)$$

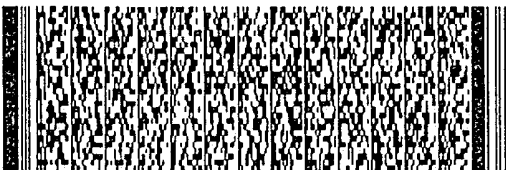
模式六 ($t_6 - t_7$) : 如第十一圖 (f) 所示, 該主開關 204 的體二極體導通, 為其實現 ZVS 導通創造了條件。電感 L_s 的電流仍大於激磁電流, 所以仍向二次側傳遞能量。此時可以得到下列等式:

$$i_{Lm1} = i_{Lm1t5} + \frac{\int_{t5}^{t6} u_{c1} dt}{L_{m1} + L_{m2} + L_s} \quad (29)$$

$$u_{c1} = u_{c1t5} + \frac{\int_{t5}^{t6} (i_s' - i_{Lm1}) dt}{C_1} \quad (30)$$

$$i_s' \approx i_{st5}' \cos \omega_0 t - \frac{V_{C2} - u_{(C5+C6)}'}{\sqrt{L_s / C_1 // (C5 + C6)}} \sin \omega_0 t \quad (31)$$

模式七 ($t_6 - t_7$) : 如第十一圖 (g) A 所示, 在 t_6 時刻, 電感 L_s 中的電流小於激磁電流, 二次側電流減小為



五、發明說明 (17)

零，所以二次側二極體的截止為ZCS截止。換向完畢，儲存在電感 L_s 中的能量繼續向該第二電容206提供能量。在該操作模式中等效電路如第十一圖(g)B所示。可以得到下列等式：

$$i_{Lm1} = i_{Lm1t6} + \frac{\int_{t6}^{t7} u_{c1} dt}{L_{m1} + L_{m2} + L_s} \quad (32)$$

$$u_{c1} = u_{c1t6} + \int_{t6}^{t7} (i_s' + i_{Lm1}) dt \quad (33)$$

$$i_s' = \frac{(C5 + C6)'}{L_s} V^2_{c2} \sin \omega_1 t \quad (34)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s (C5 + C6)'}} \quad (35)$$

模式7結束後，電路重新回到模式一。

以下針對直流磁偏分析如下：

在該電路中，變壓器一次側與二次側兩個繞組中，繞組n1沒有直流磁偏，而繞組n2中存在直流磁偏。為分析方便起見，建立變壓器202分析模型如第十二圖所示。其中 L_{m1} 和 L_{m2} 分別對應該變壓器202一次側繞組n1和n2的激磁電感。因為電容 C_a 和 C_b 不能有直流電流分量，所以， L_{m2} 中的直流電流分量就等於輸入直流電流分量，假設該電源的

五、發明說明 (18)

功率因數為1，則：

$$i_{in} = I_m \sin \omega t \quad (36)$$

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (37)$$

$$I_m = \sqrt{2} I_{in} = \sqrt{2} \frac{P_{out}}{V_{in} \eta} \quad (38)$$

$$I_{m \max} = \sqrt{2} I_{in \max} = \sqrt{2} \frac{P_{out \max}}{V_{in \min} \eta} \quad (39)$$

變壓器磁芯中磁動勢的直流偏值峰值為：

$$U_{dc \max} = n2 I_{m \max} \quad (40)$$

在第三圖所示電路之變壓器磁芯中磁動勢的直流偏值峰值為：

$$U_{dc \max} = NI_{m \max} = (n2 + n1) I_{m \max} \quad (41)$$

兩變壓器磁芯中磁動勢的直流偏值峰值相比，本發明的要小（由設計而定），提高了變壓器的磁芯利用率，所以變壓器磁芯的氣隙可以減小，從而減小了變壓器的損耗。

針對輸入電流漣波分析如下：



五、發明說明 (19)

為便於分析建立如第十三圖所示之分析模型。其中電壓源 V_1 為該變壓器繞組n1上的電壓。根據前面對磁路分析知道：當該主開關204導通時，該節點N1電壓相當於在該濾波電容203電壓基礎上再疊加一負的 V_{cl} ，當該主開關204截止時，該節點N1電壓相當於在該濾波電容203電壓基礎上再疊加一正的 V_{cl} ，如第十三圖所示。由第十四圖可以看出正確的選擇繞組n1，可以在節點N1得到一個雙峰的電壓連波波形，其效果相當於後級高頻逆變器的頻率加倍。從而大大減小了輸入電流連波。提高了電源之輸入功率因數。

根據以上分析，可知本發明具有下列優點：

(1) 該輸入電流為連續導通方式，而且由於該濾波電感通過n1繞組與該濾波電容相聯，該電流連波與第三圖所示電路相較較小（在相同連波條件下，該輸入濾波電感值可以減小），因而該功率因數（PF）較高。

(2) 該繞組n1中無直流偏值，該直流分量只通過該繞組n2，所以磁芯的偏值磁動勢與第三圖相比較低，提高了該高壓變壓器磁芯的利用率。

(3) 該主功率元件和該輔助功率元件導通時均能實現零電壓切換（ZVS），截止時通過該第一電容207緩衝，開關損耗較小。輸出整流二極體能夠實現零電流切換（ZCS），消除了該二極體的反向恢復問題，使該裝置獲得較高之效率以及功率密度。

然而，前面所述之分析，皆以第六圖所示之電路圖為



五、發明說明 (20)

例，其均等變化實施例有下列幾種，為便於解釋，將第六圖所示之電路圖分為兩部分，如第十五圖所示：第一部份為逆變部份；第二部份為整流部份。

(一) 第一部份之均等變化實施例：

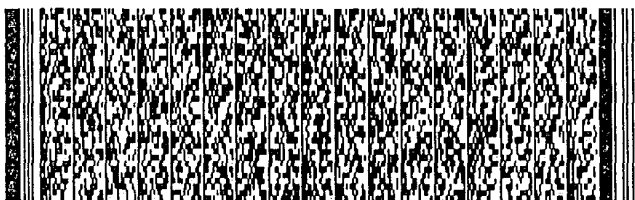
第二較佳實施例：該第一電容207並聯於變壓器的一次側，等效於將第一電容207並聯於該主開關204兩端或利用該主開關204的體電容代替該電容。如第十六圖所示。

第三較佳實施例：該第二電容206與該輔助開關205之串聯電路並聯於變壓器之一次側，用於電流吸收以及為變壓器重定，其等效於將該第二電容206與該輔助開關205之串聯電路並聯於該主開關204兩端。如第十七圖所示。該輔助開關205如果用P通道的IGBT或MOS則可以共地驅動。

第四較佳實施例：將以上兩種等效原理結合起來：將該第一電容207並聯於該主開關204兩端或利用該主開關204的體電容代替該電容；將該第二電容206與該輔助開關205之串聯電路並聯於該主開關204兩端。如第十八圖所示。

(二) 第二部份之均等變化實施例

第五較佳實施例：第十六圖所示的第二部份為全波倍壓整流，如果用半波倍壓整流代替第二部份，也為本發明



五、發明說明 (21)

的均等變化實施例，如第十九圖所示。

第六較佳實施例：第十六圖所示的第二部份為全波倍壓整流，如果用全橋整流代替第二部份，也為本發明的等效實施例，如第二十圖所示。

第七較佳實施例：第十六圖所示的第二部份為全波倍壓整流，如果用全波整流代替第二部份，也為本發明的等效實施例，如第二十一圖所示。

第八較佳實施例：第十六圖所示的第二部份為全波倍壓整流，如果用另一種半波倍壓整流代替第二部份，也為本發明的均等變化實施例，如第二十二圖所示。

綜合上述，本案可提供一種磁控管 (magnetron) 高頻加熱裝置，降低高壓變壓器磁通量中之直流偏值，防止該變壓器飽和，因此得以解決習知技術之失，進而達成本案之研發目的。

本案得由熟知此技術之人士任施匠思而為諸般修飾，然皆不脫如附申請專利範圍所欲保護者。

圖式簡單說明

- 第一圖係習知磁控管 (magnetron) 之電路示意圖；
- 第二圖係習知磁控管之電壓-電流特性示意圖；
- 第三圖係習知箝位式順向-返馳轉換器之電路示意圖；
- 第四圖係習知箝位式順向-返馳轉換器之電路波形示意圖；
- 第五圖係習知箝位式順向-返馳轉換器之變壓器等效電路；
- 第六圖係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之電路示意圖；
- 第七圖係本案第一較佳實施例在電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 等效電路示意圖；
- 第八圖係第七圖中變壓器之二次側整流電路之等效電路示意圖；
- 第九圖係根據第七圖與第八圖簡化而得之等效電路示意圖；
- 第十圖係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器之電路波形示意圖；
- 第十一圖 (a) ~ (g) 係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器電路動作示意圖；
- 第十二圖係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器變壓器等效電路；
- 第十三圖係本案第一較佳實施例之等效分析電路；
- 第十四圖係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器之節點N1電壓以及濾波電容電壓 V_{c1} 電壓波



圖式簡單說明

形示意圖；

第十五圖係本案第一較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器之逆變部分與整流部分之電路示意圖；

第十六圖係本案第二較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖；

第十七圖係本案第三較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖；

第十八圖係本案第四較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖；

第十九圖係本案第五較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖；

第二十圖係本案第六較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖；

第二十一圖係本案第七較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖；以及

第二十二圖係本案第八較佳實施例之電流型調節式變壓器直流-直流轉換器 (DC/DC Converter) 之部份電路示意圖。



六、申請專利範圍

1. 一種高頻加熱裝置，包含：

- 一濾波電感，係連接一直流電源之一正端；
- 一中間抽頭變壓器，係包含一中間抽頭端、一第一端以及一第二端，該中間抽頭端連接該濾波電感之另一端；
- 一濾波電容，其一端連接該中間抽頭變壓器之該第一端，另一端連接該直流電源之一負端；
- 一第一開關，係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第二端，亦連接該直流電源之該負端；
- 一串聯電路包含串接之一第二開關與一第二電容，係連接該中間抽頭變壓器；
- 一第一電容，係連接該中間抽頭變壓器；
- 一整流裝置，係連接該中間抽頭變壓器之一二次側線圈；以及
- 一磁控管，係連接該整流裝置，其中該第一電容、該第二電容以及該中間抽頭變壓器形成一共振電路。

2. 如申請專利範圍第1項所述之高頻加熱裝置，其中該第一電容係並聯連接該中間抽頭變壓器。

3. 如申請專利範圍第2項所述之高頻加熱裝置，其中該第一電容係並聯連接該中間抽頭變壓器之該第一端以及該第二端。

4. 如申請專利範圍第1項所述之高頻加熱裝置，其中該第一電容係串聯連接該中間抽頭變壓器，同時並聯連接該第一開關。

5. 如申請專利範圍第4項所述之高頻加熱裝置，其中該第

六、申請專利範圍

一 電容係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第二端。

6. 如申請專利範圍第1項所述之高頻加熱裝置，其中該串聯電路係並聯連接該中間抽頭變壓器。

7. 如申請專利範圍第6項所述之高頻加熱裝置，其中該串聯電路係並聯連接該中間抽頭變壓器之該第一端以及該第二端。

8. 如申請專利範圍第1項所述之高頻加熱裝置，其中該串聯電路係串聯連接該中間抽頭變壓器。

9. 如申請專利範圍第8項所述之高頻加熱裝置，其中該串聯電路係串聯連接該中間抽頭變壓器之該第二端。

10. 如申請專利範圍第1項所述之高頻加熱裝置，其中該整流裝置係為下述裝置之一：

(1) 全波倍壓整流裝置 (full wave voltage doubler rectification) ；

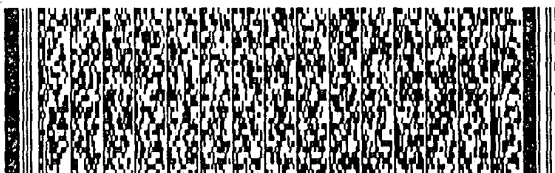
(2) 半波倍壓整流裝置 (half wave voltage doubler rectification) ；

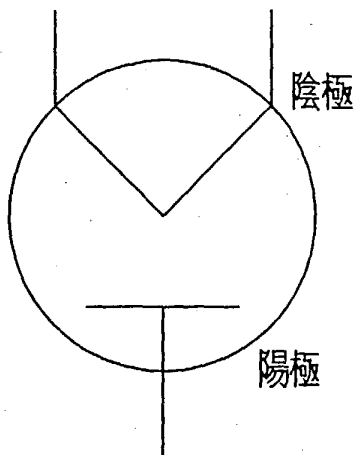
(3) 全波整流裝置 (full wave rectification) ；

(4) 全橋整流裝置 (full bridge rectification) 。

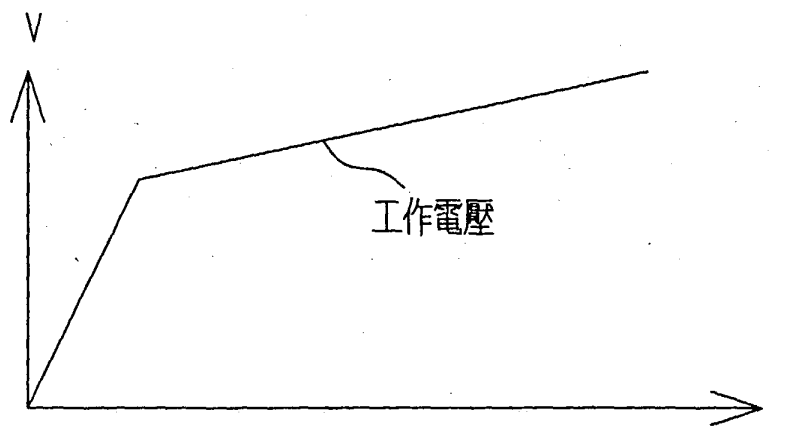
11. 如申請專利範圍第1項所述之高頻加熱裝置，其中該變壓器係為一具有漏感之變壓器。

12. 如申請專利範圍第4項所述之高頻加熱裝置，其中該第一電容係為該第一開關之體電容。

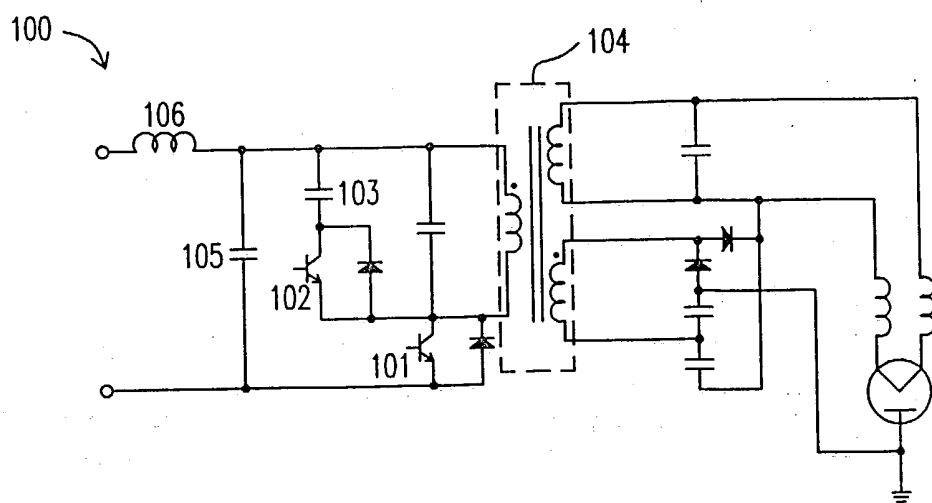




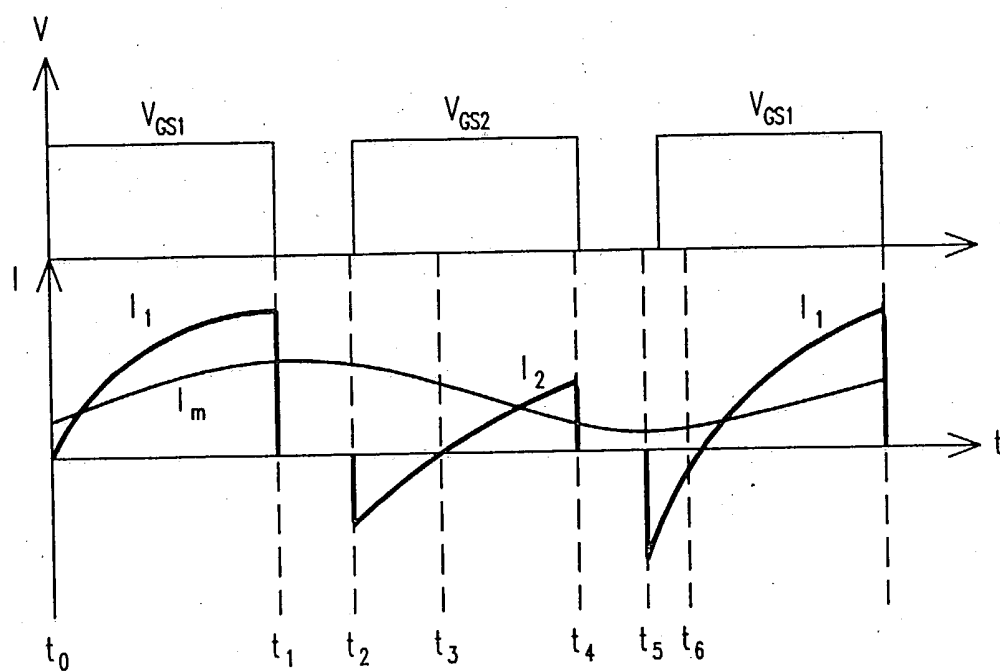
第一圖



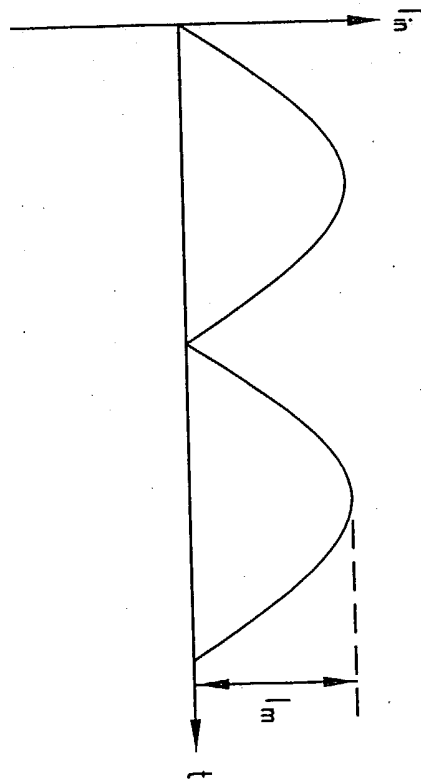
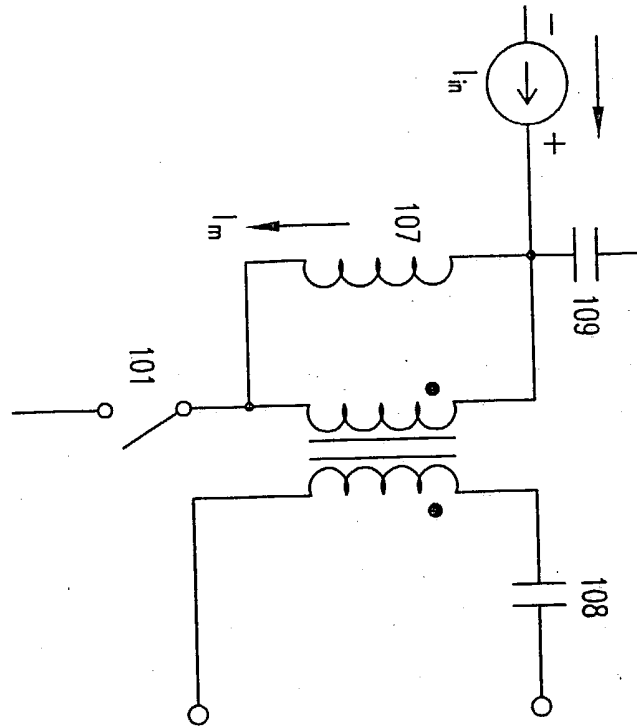
第二圖



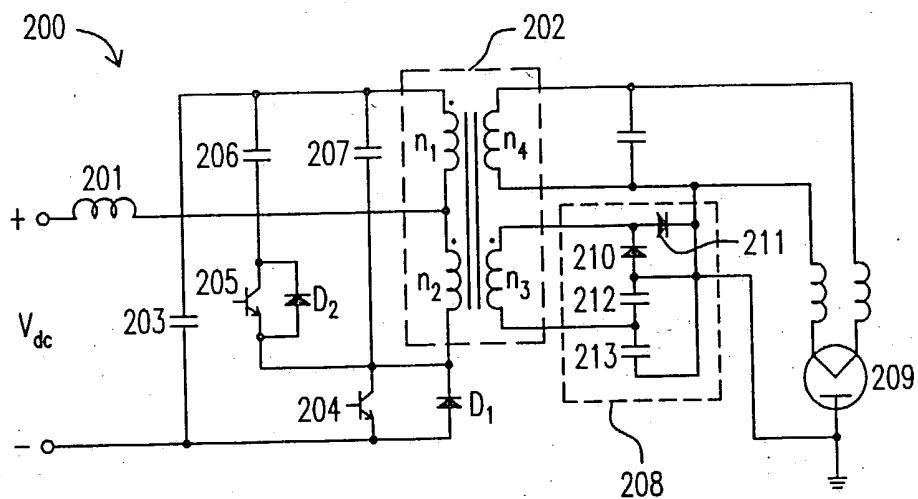
第三圖



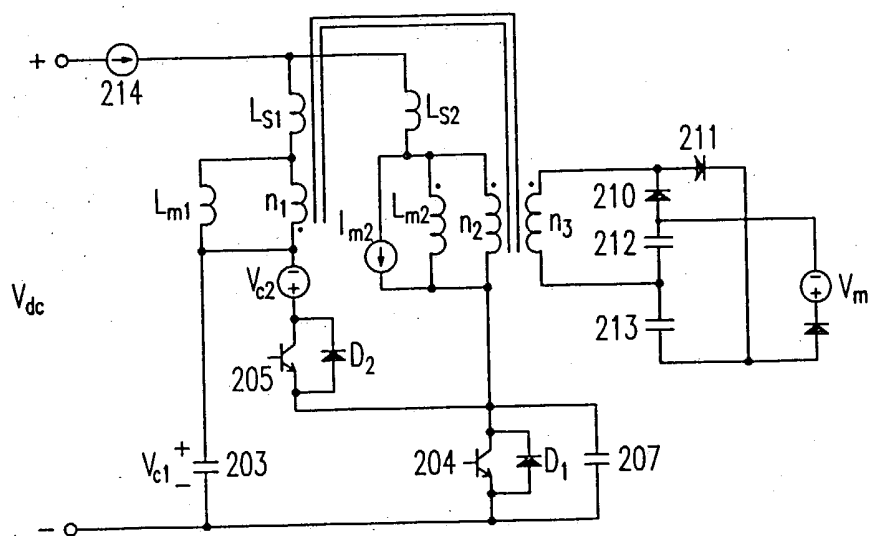
第四圖



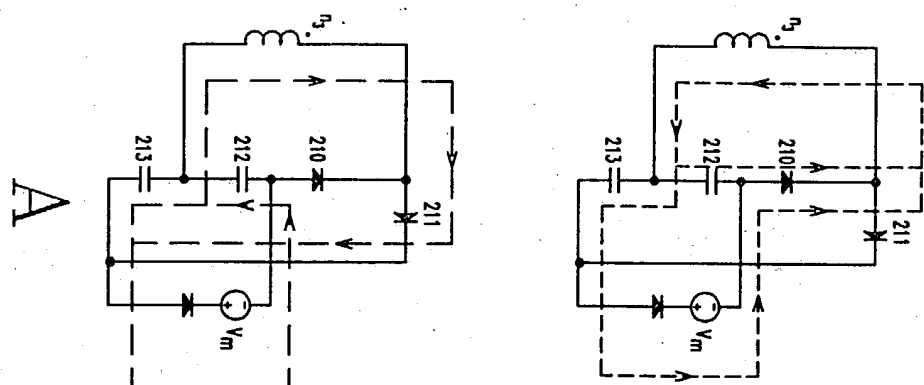
第五圖



第六圖

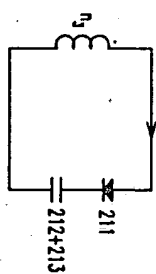


第七圖

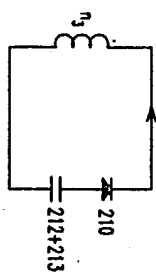


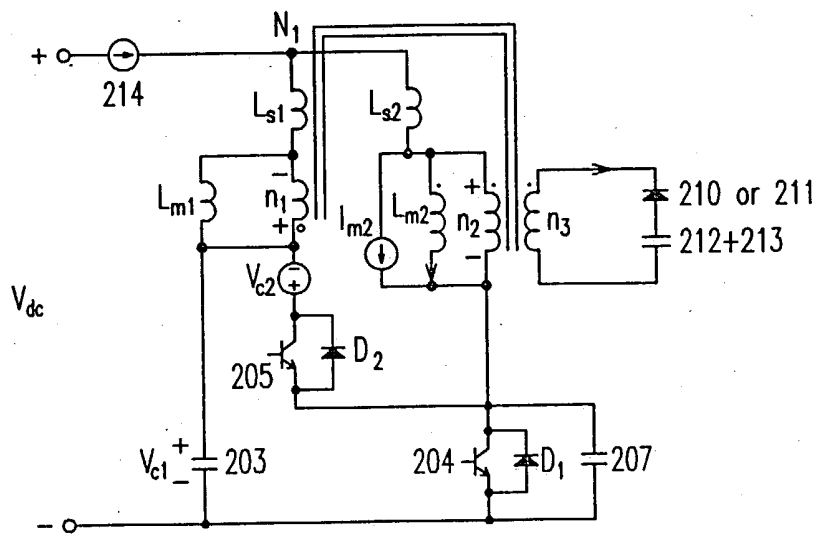
A

第八圖

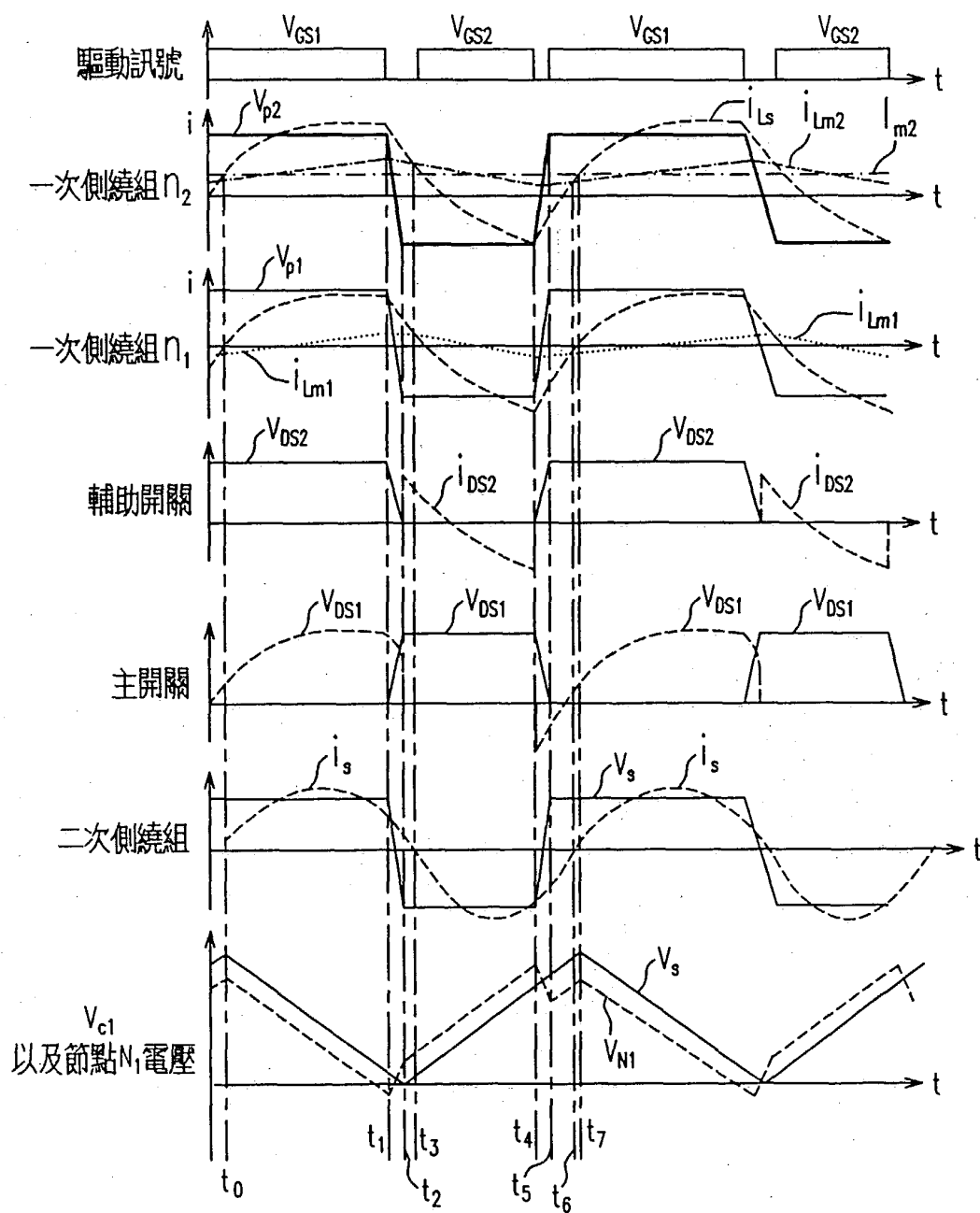


B

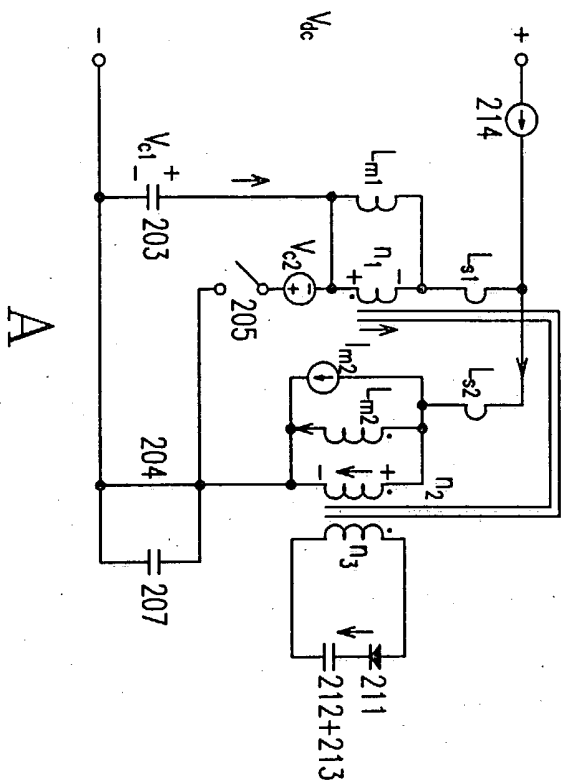




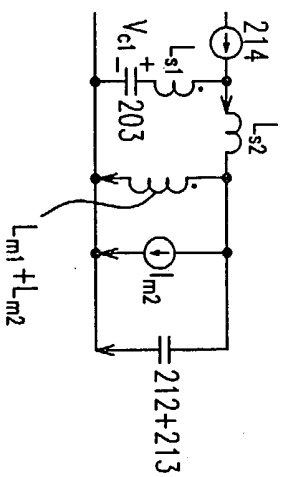
第九圖



第十圖

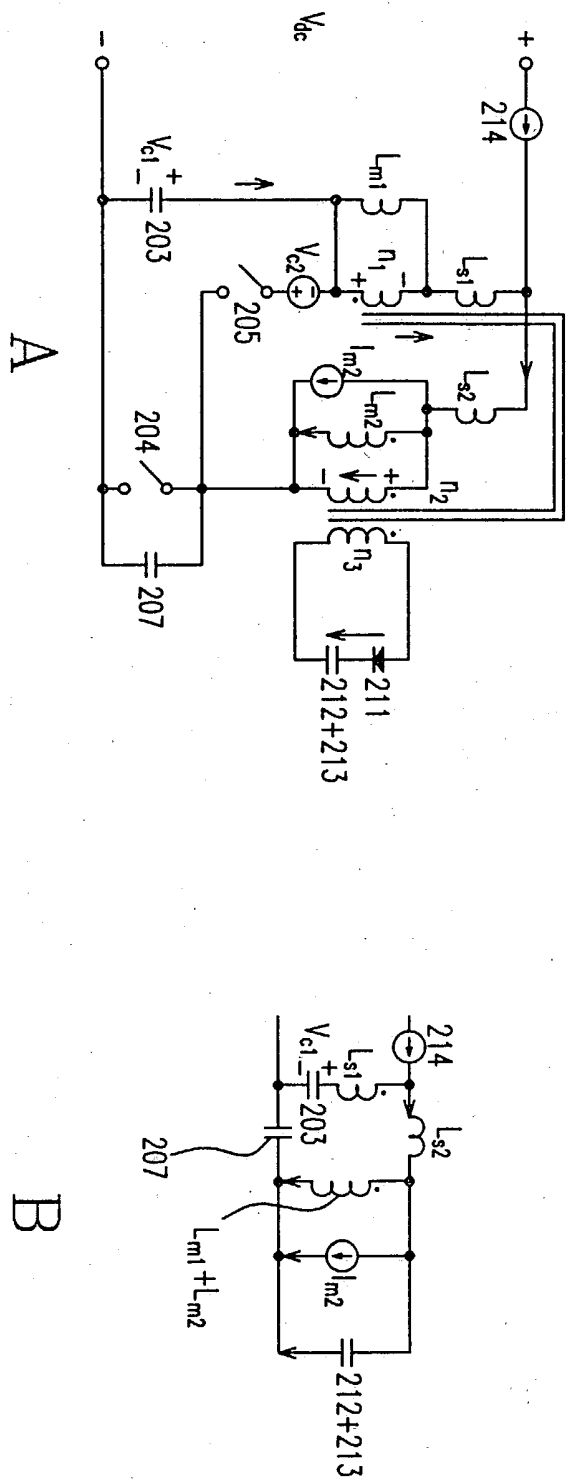


A

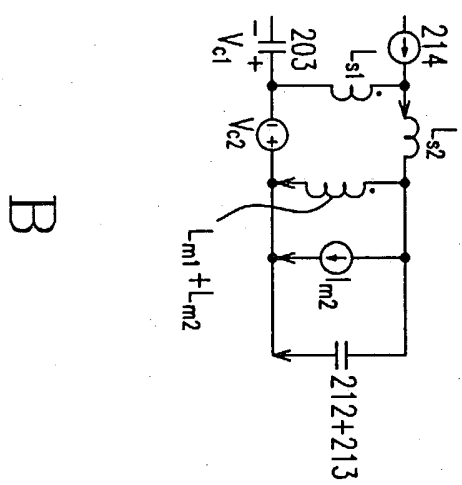
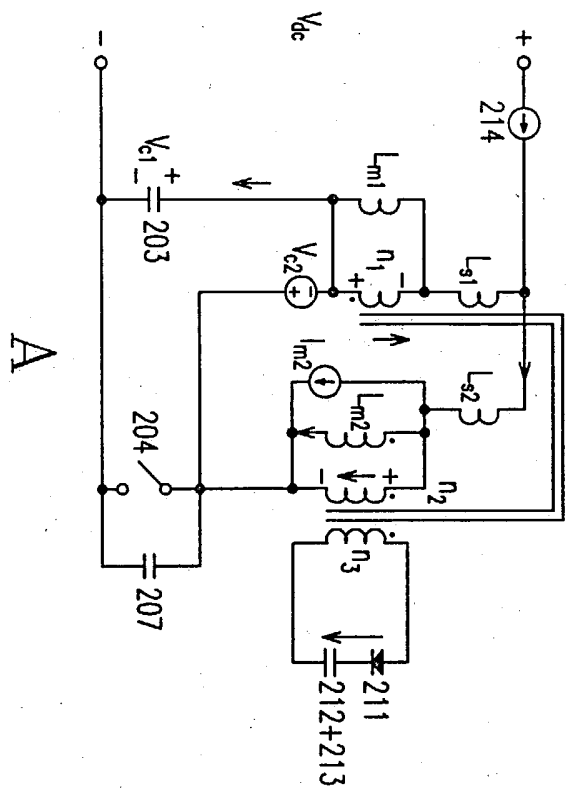


B

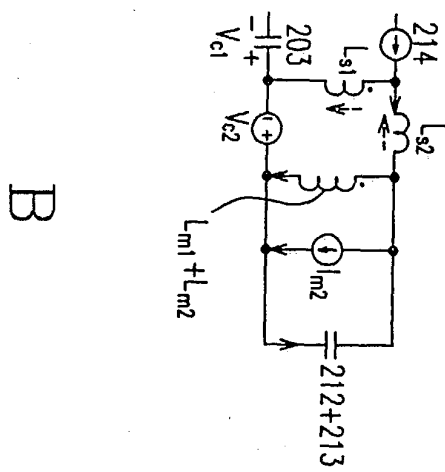
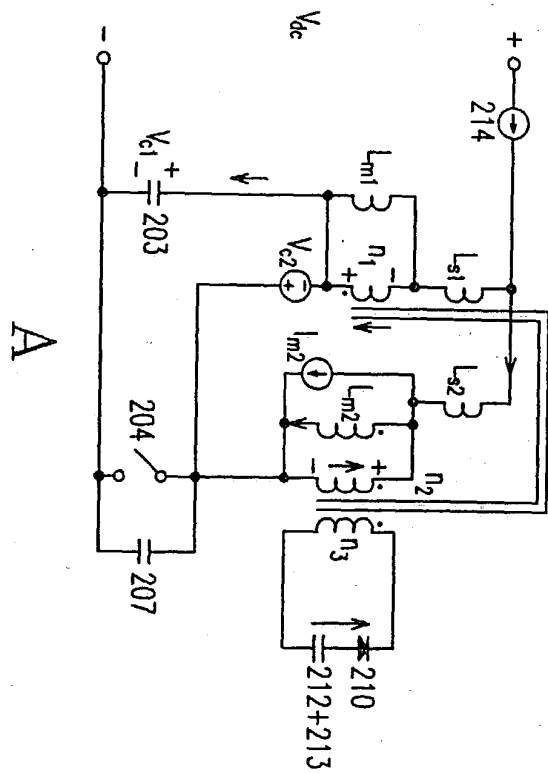
第十一圖(a)



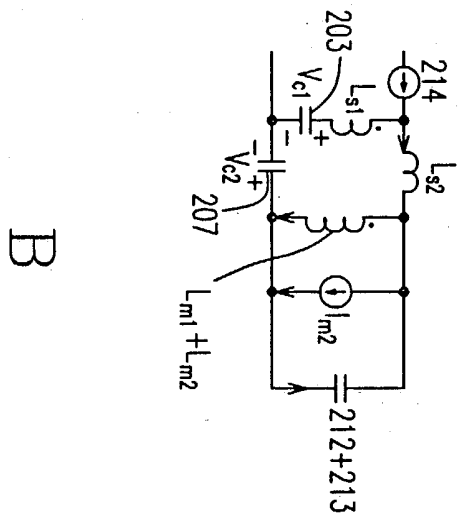
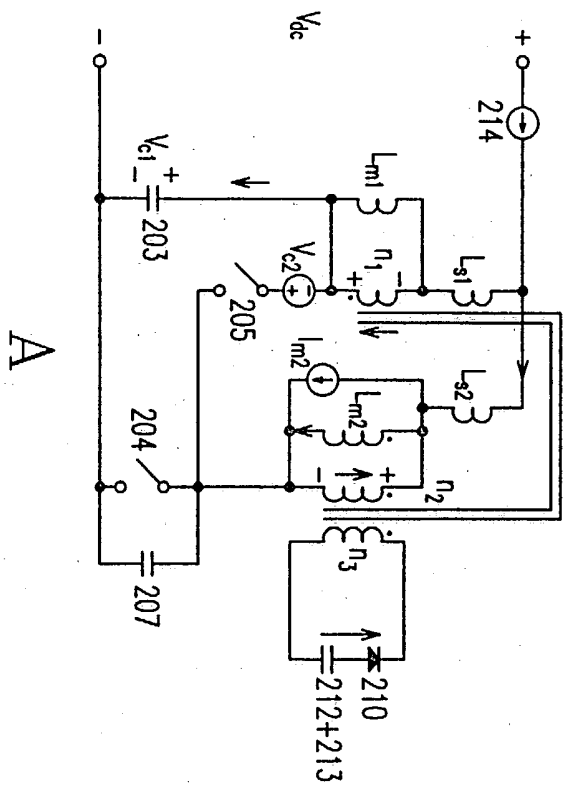
第十一圖(b)



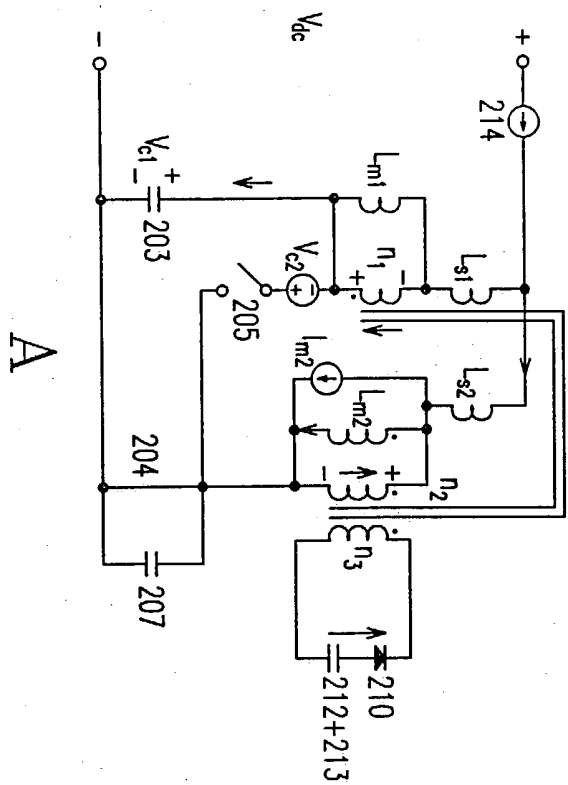
第十一圖(c)



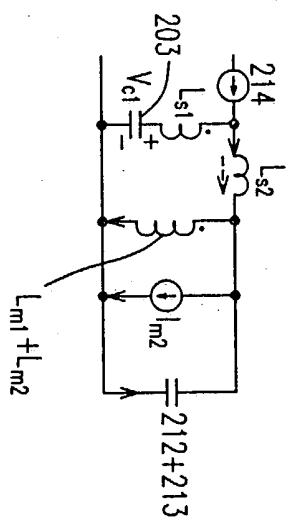
第十一圖(d)



第十一圖(e)

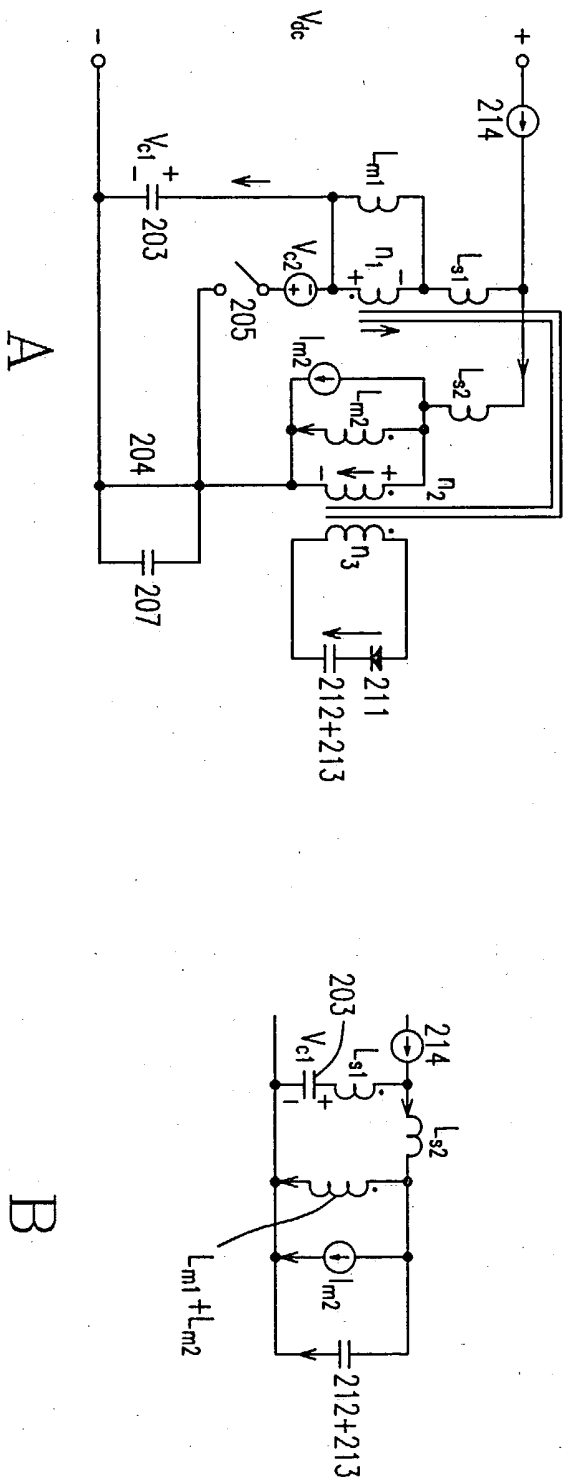


A

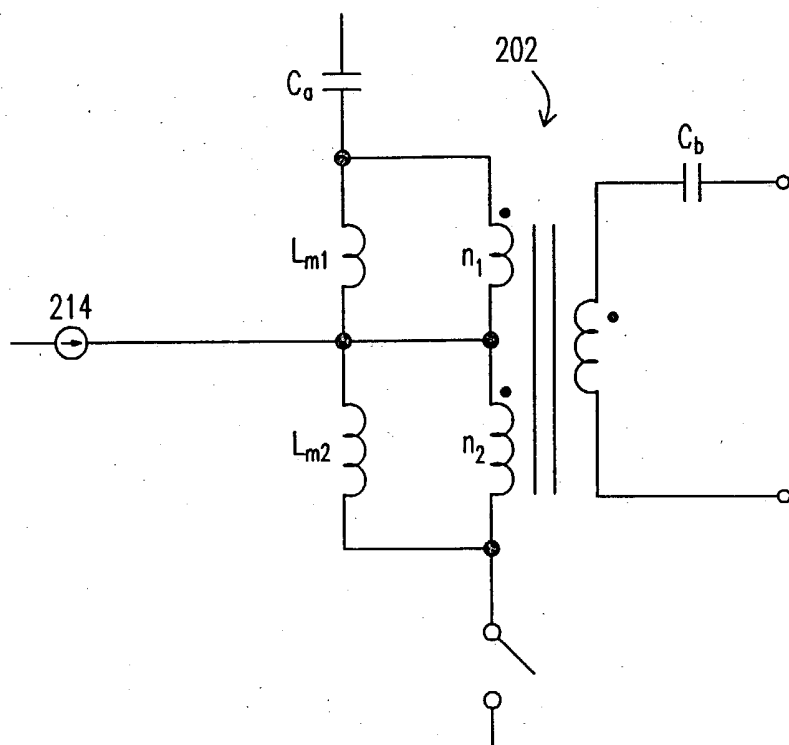


B

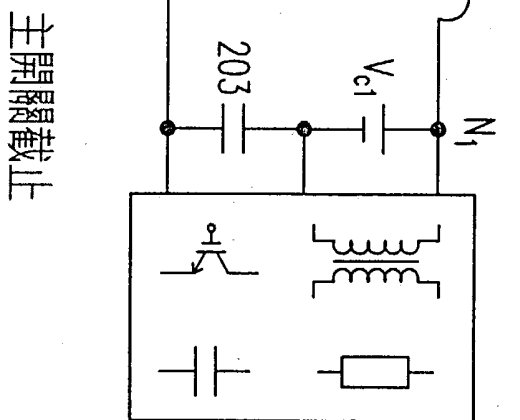
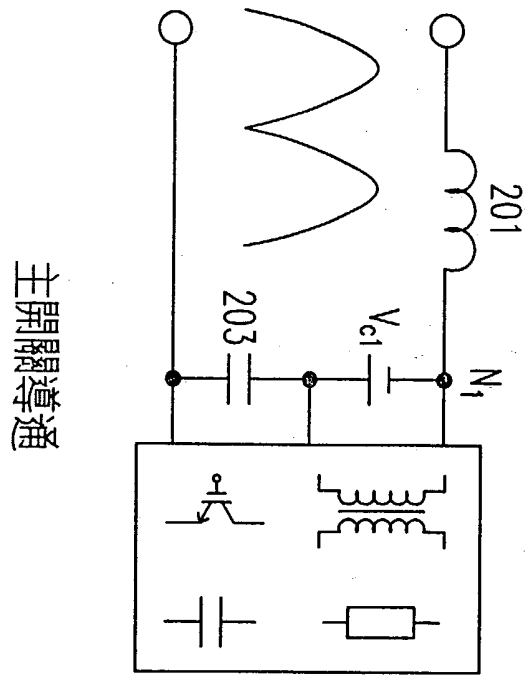
第十一圖(f)



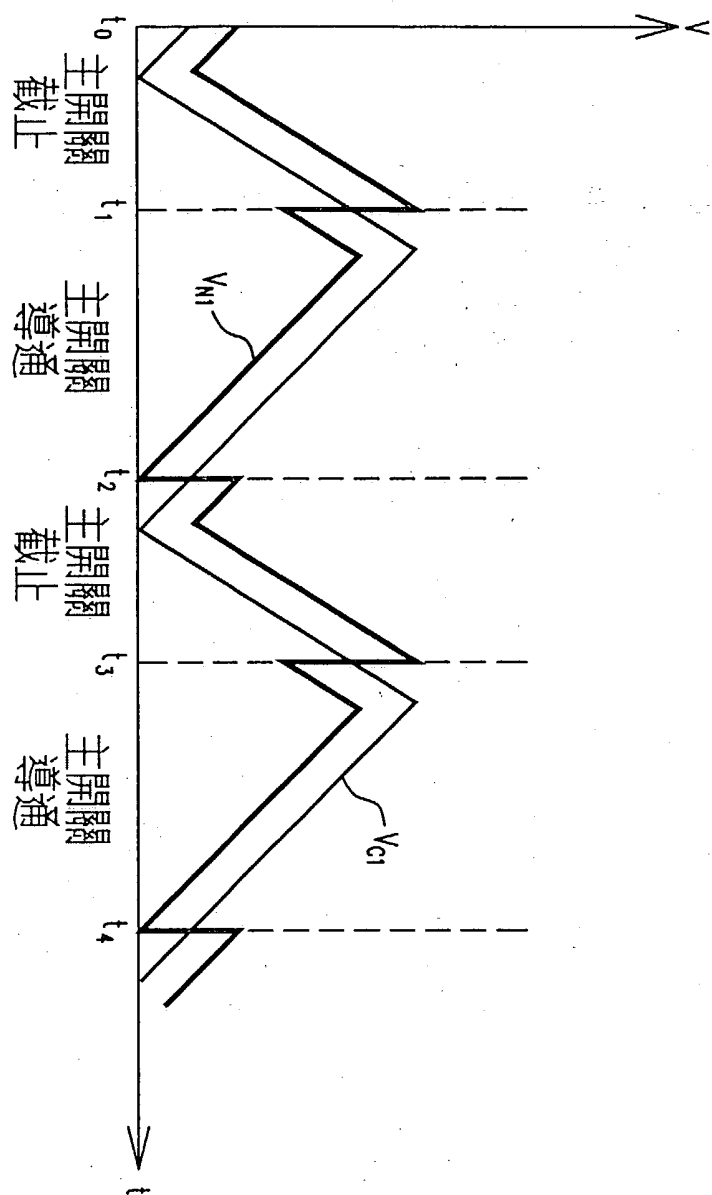
第十一圖(g)



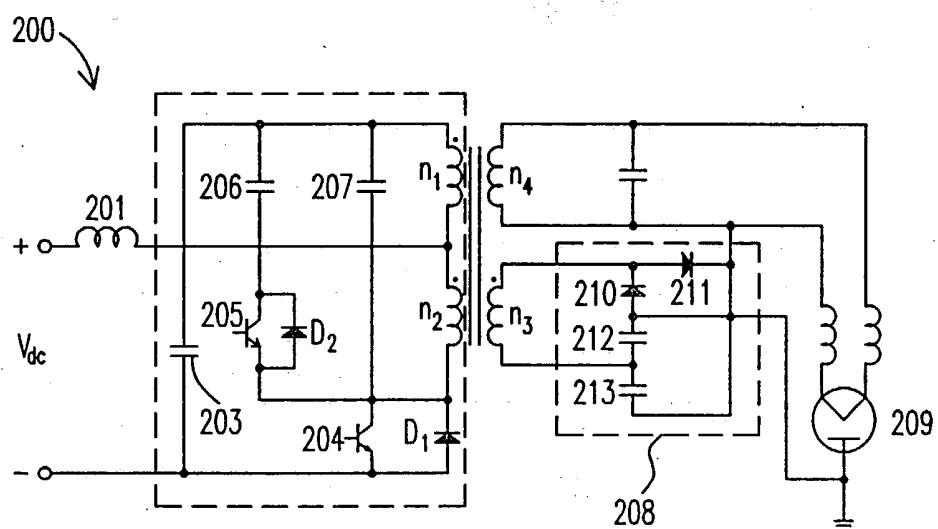
第十二圖



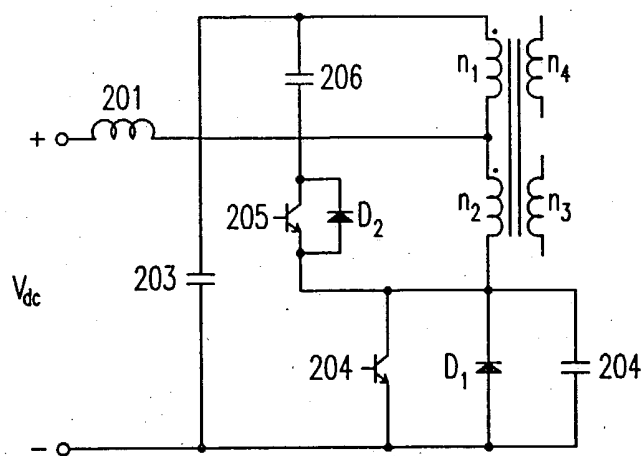
第十三圖



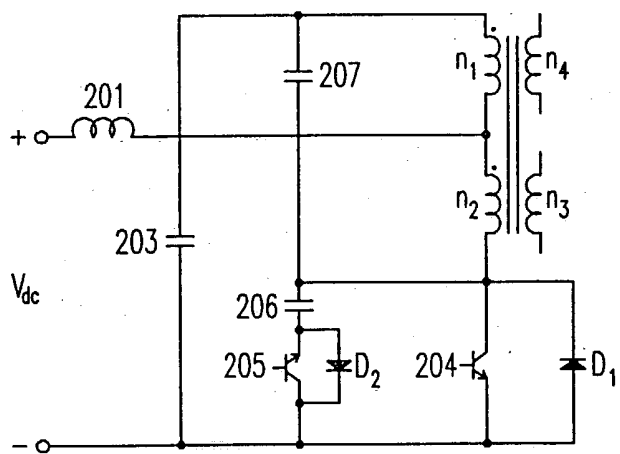
第十四圖



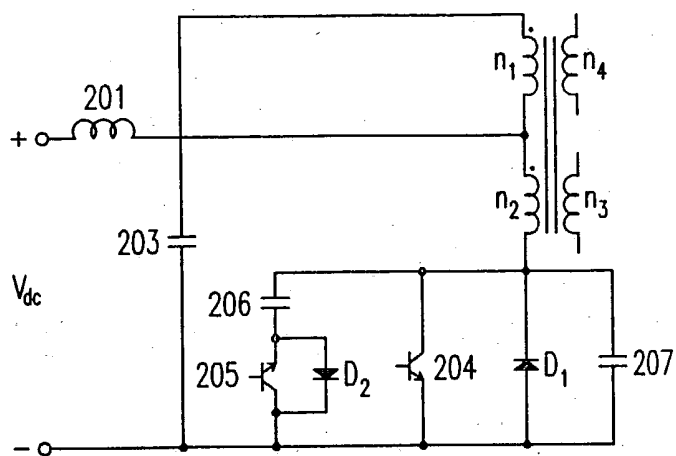
第十五圖



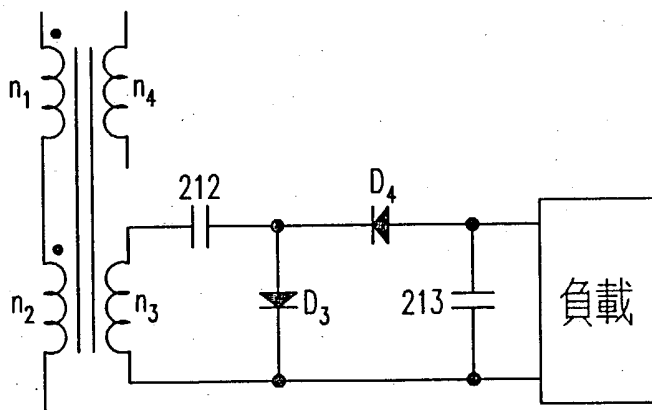
第十六圖



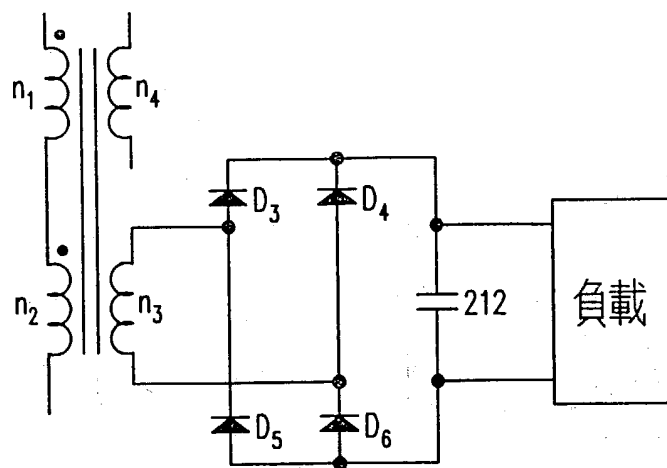
第十七圖



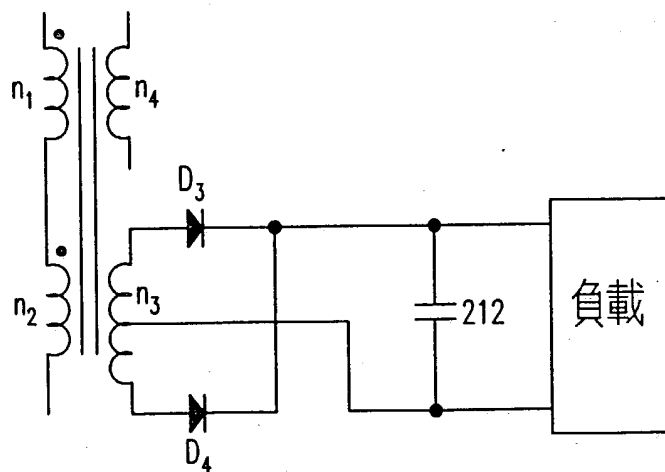
第十八圖



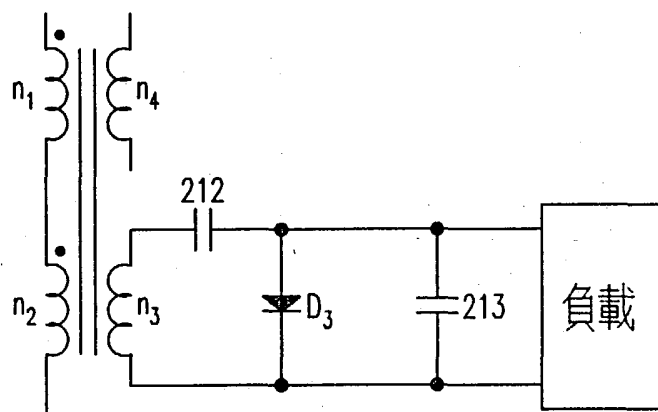
第十九圖



第二十圖



第二十一圖

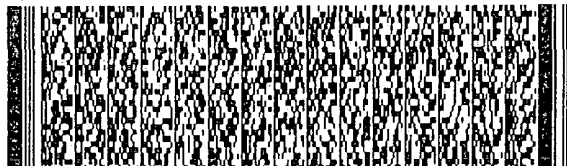


第二十二圖

第 1/28 頁



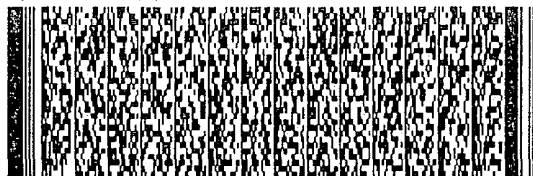
第 2/28 頁



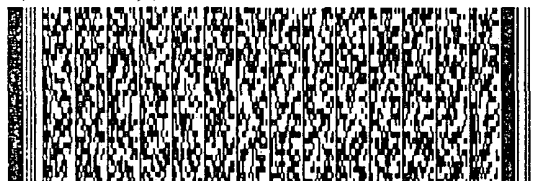
第 4/28 頁



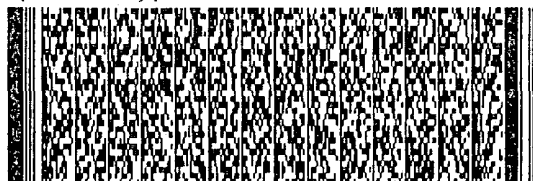
第 4/28 頁



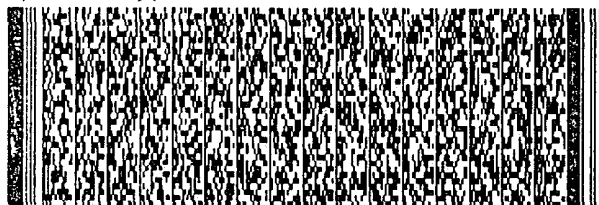
第 5/28 頁



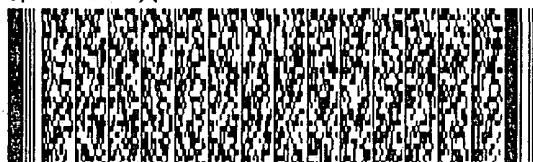
第 5/28 頁



第 6/28 頁



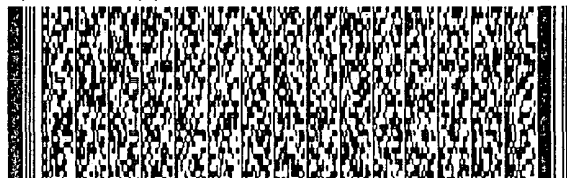
第 7/28 頁



第 7/28 頁



第 8/28 頁



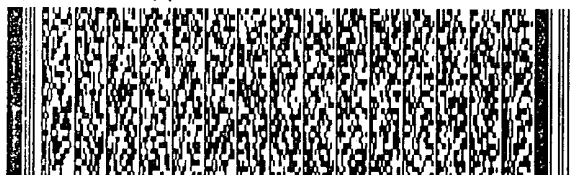
第 9/28 頁



第 10/28 頁



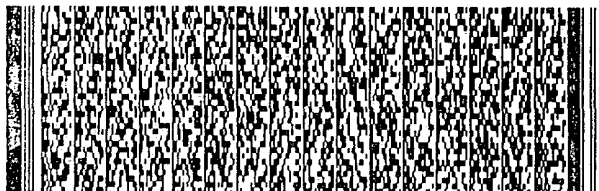
第 11/28 頁



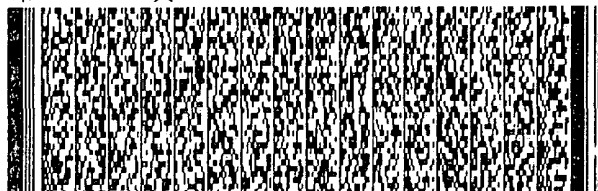
第 11/28 頁



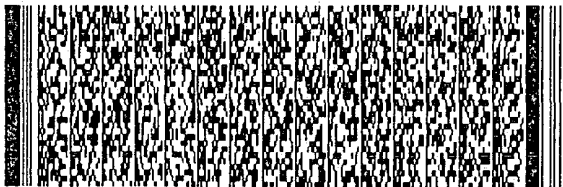
第 12/28 頁



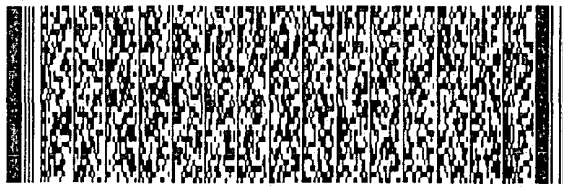
第 12/28 頁



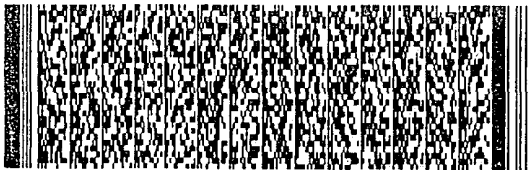
第 13/28 頁



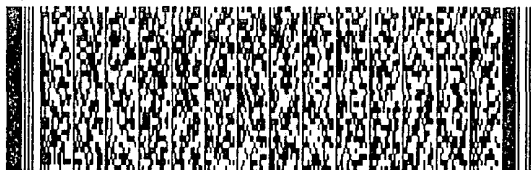
第 13/28 頁



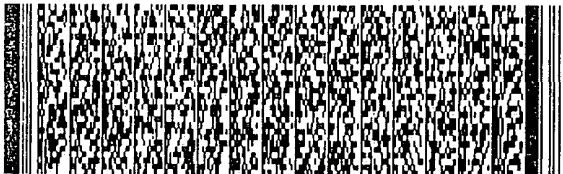
第 14/28 頁



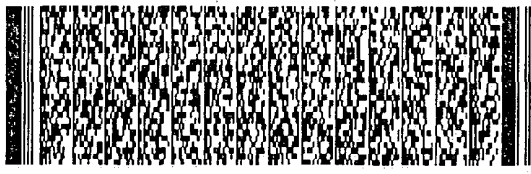
第 14/28 頁



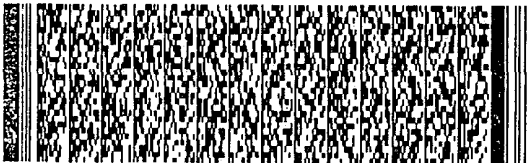
第 15/28 頁



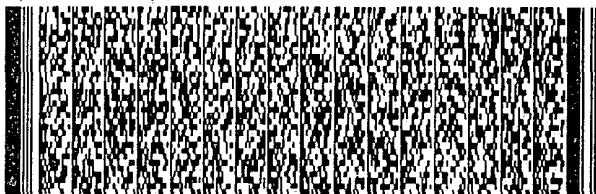
第 16/28 頁



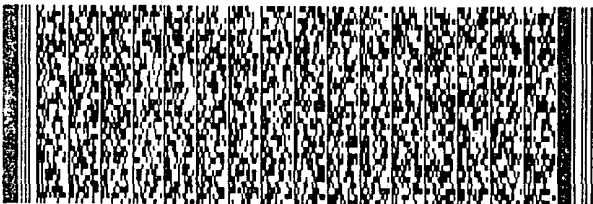
第 16/28 頁



第 17/28 頁



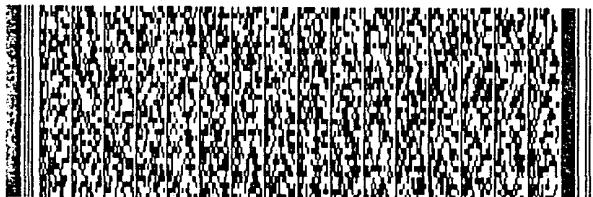
第 18/28 頁



第 19/28 頁



第 20/28 頁



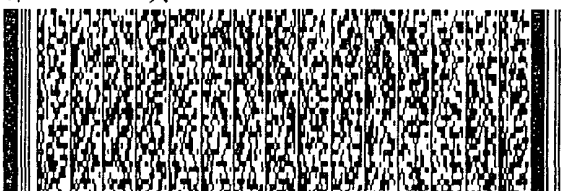
第 21/28 頁



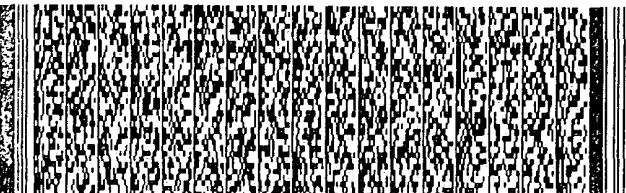
第 22/28 頁



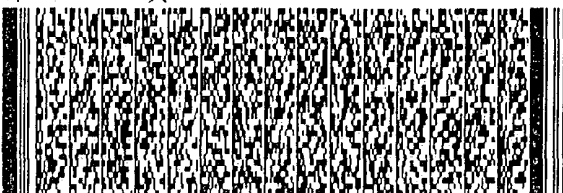
第 22/28 頁



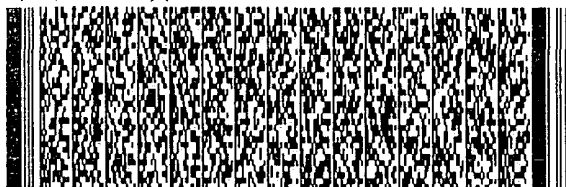
第 23/28 頁



第 24/28 頁



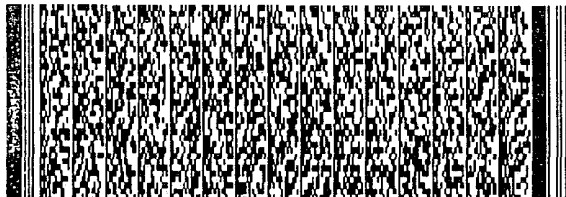
第 25/28 頁



第 26/28 頁



第 27/28 頁



第 28/28 頁

